

for IDS

1/1 PLUSPAT - (C) QUESTEL-ORBIT image

PN - JP8186981 A 19960716 [JP08186981]

TI - (A) SWITCHING POWER SUPPLY APPARATUS

PA - (A) SANKEN ELECTRIC CO LTD

PA0 - (A) SANKEN ELECTRIC CO LTD

IN - (A) MORITA KOICHI

AP - JP33950894 19941229 [\*\*\*1994JP-0339508\*\*\*]

PR - JP33950894 19941229 [1994JP-0339508]

STG - (A) Doc. Laid open to publ. Inspec.

AB - PURPOSE: To easily control voltage rise of a smoothing capacitor by including a series resonance circuit of a voltage control capacitor and inductance into a charging circuit of a first capacitor.

- CONSTITUTION: A series resonance circuit of the fourth capacitor C4a and the first inductance L1 take part in the charging of the first capacitor C1. The resonance frequency of C4a and L1 is set almost to the on/off frequency of the first and second switches Q1, Q2 under the maximum load. The values of capacitor C4a and first inductance L1 are decided to have the resonance frequency equal to the frequency f0. Contribution to charging of the first capacitor C1 of the resonance circuit of C4a and L1 becomes maximum when the load is maximum, namely when the on/off frequency f of the first and second switches Q1, Q2 is lowest and is lowered when the load is lowered and thereby the on/off frequency f is lowered. Thereby, it can be controlled that the voltage of the first capacitor C1 becomes excessively high when the load is lowered.

- COPYRIGHT: (C)1996,JPO

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-186981

(43) 公開日 平成8年(1996)7月16日

(51) Int.Cl.<sup>5</sup>

H 0 2 M 3/335

識別記号

F

E

庁内整理番号

9472-5H

F I

技術表示箇所

7/217

審査請求 未請求 請求項の数13 F D (全 25 頁)

(21) 出願番号 特願平6-339508

(22) 出願日 平成6年(1994)12月29日

(71) 出願人 000106276

サンケン電気株式会社

埼玉県新座市北野3丁目6番3号

(72) 発明者 森田 浩一

埼玉県新座市北野3丁目6番3号 サンケン電気株式会社内

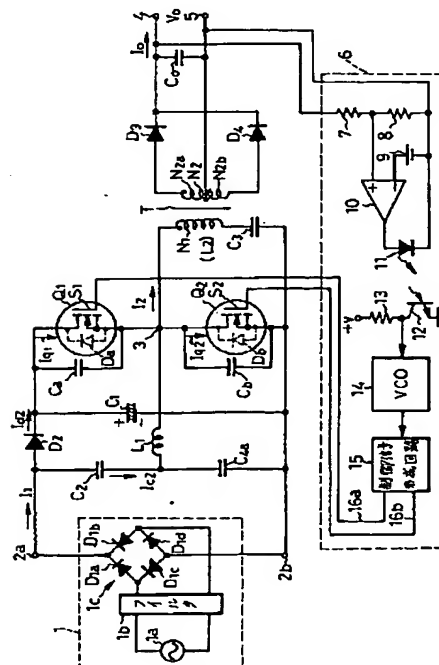
(74) 代理人 弁理士 高野 則次

(54) 【発明の名称】 スイッチング電源装置

(57) 【要約】

【目的】 DC-DC変換のための第1及び第2のスイッチのオン・オフを昇圧と力率改善との両方に使用したスイッチング電源装置を提供する。平滑用コンデンサの電圧の上昇を抑制する。

【構成】 電源1にダイオードD2を介して平滑用の第1のコンデンサC1及び第1及び第2のスイッチQ1、Q2の直列回路が接続されている。電源1と第1及び第2のスイッチQ1、Q2の相互接続中点との間に第2のコンデンサC2とインダクタンスL1との直列回路が接続されている。第1及び第2のスイッチQ1、Q2を交互にオン・オフする制御回路6が設けられている。出力電圧を調整する時には第1及び第2のスイッチQ1、Q2のオン・オフ周期が変えられる。平滑用コンデンサC1の電圧の上昇を抑えるために電源1に対して第2のコンデンサC2を介して共振用コンデンサC4aが並列に接続されている。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 一対の直流電源端子間にダイオードを介して接続された平滑用の第 1 のコンデンサと、

前記第 1 のコンデンサに対して並列に接続された第 1 及び第 2 のスイッチの直列回路と、

前記一対の直流電源端子の一方と前記第 1 及び第 2 のスイッチの相互接続中点との間に接続された第 2 のコンデンサとインダクタンスとの直列回路と、

前記第 1 及び第 2 のスイッチを交互にオン・オフするためのスイッチ制御回路と、

その一端が前記第 2 のコンデンサと前記インダクタンスとの間又は前記インダクタンスを形成するコイルの中間に接続され、その他端が一対の直流電源端子の他方に接続された充電電圧抑制用コンデンサとを備えていることを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項 2】 一対の直流電源端子間にダイオードを介して接続された平滑用の第 1 のコンデンサと、

前記第 1 のコンデンサに対して並列に接続された第 1 及び第 2 のスイッチの直列回路と、

前記一対の直流電源端子の一方と前記第 1 及び第 2 のスイッチの相互接続中点との間に接続された第 2 のコンデンサとインダクタンスとの直列回路と、

前記第 1 及び第 2 のスイッチを交互にオン・オフするためのスイッチ制御回路と、

前記ダイオードに並列に接続された充電電圧抑制用コンデンサとを備えていることを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項 3】 一対の直流電源端子間にダイオードを介して接続された平滑用の第 1 のコンデンサと、

前記第 1 のコンデンサに対して並列に接続された第 1 及び第 2 のスイッチの直列回路と、

前記一対の直流電源端子の一方と前記第 1 及び第 2 のスイッチの相互接続中点との間に接続された第 2 のコンデンサとインダクタンスとの直列回路と、

前記第 1 及び第 2 のスイッチを交互にオン・オフするためのスイッチ制御回路と、

前記一対の直流電源端子間に接続された充電電圧抑制用コンデンサとを備えていることを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項 4】 一対の直流電源端子間にダイオードを介して接続された平滑用の第 1 のコンデンサと、

前記第 1 のコンデンサに対して並列に接続された第 1 及び第 2 のスイッチの直列回路と、

前記一対の直流電源端子の一方と前記第 1 及び第 2 のスイッチの相互接続中点との間に接続された第 2 のコンデンサとインダクタンスとの直列回路と、

前記第 1 及び第 2 のスイッチを交互にオン・オフするためのスイッチ制御回路と、

その一端が前記第 2 のコンデンサと前記インダクタンスとの接続点又は前記インダクタンスを得るためのコイル

の中間点に接続され、その他端が前記ダイオードと前記第 1 のコンデンサの接続点に接続された充電電圧抑制用コンデンサとを備えたスイッチング電源装置。

【請求項 5】 更に、前記第 2 のスイッチに対して並列に接続されたトランスの 1 次巻線と出力共振用コンデンサとの直列回路とを有し、前記 1 次巻線が出力共振用インダクタンスを有するように前記トランスが形成されているか又は個別の出力共振用インダクタンスが前記 1 次巻線に直列に接続されており、

10 前記トランスの 2 次巻線には出力整流平滑回路が接続されていることを特徴とする請求項 1 又は 2 又は 3 又は 4 記載のスイッチング電源装置。

【請求項 6】 前記スイッチ制御回路は前記出力整流平滑回路の出力電圧が一定になるように前記第 1 及び第 2 のスイッチのオン・オフ周波数を変えるように形成されていることを特徴とする請求項 5 記載のスイッチング電源装置。

【請求項 7】 前記第 2 のコンデンサに直列接続されたインダクタンスと前記充電電圧抑制用コンデンサとの共振周波数が前記第 1 及び第 2 のスイッチのオン・オフ周波数のほぼ最高値に一致するように決定されていることを特徴とする請求項 1 又は 2 又は 3 又は 4 又は 5 又は 6 記載のスイッチング電源装置。

【請求項 8】 請求項 5 のスイッチング電源装置の前記第 1 のコンデンサを前記出力共振用コンデンサを介して前記第 1 及び第 2 のスイッチの直列回路に並列になるように接続変更したことを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項 9】 更に、前記トランスは 3 次巻線を有し、前記 3 次巻線の一端が前記第 2 のコンデンサと前記インダクタンスとの直列回路の一端に接続され、前記 3 次巻線の他端が前記第 1 及び第 2 のスイッチの接続中点又は前記 1 次巻線と前記出力共振用コンデンサとの接続中点又は前記一対の直流電源端子の他方又は前記第 1 のコンデンサの前記ダイオード側の端子に接続されていることを特徴とする請求項 5 記載のスイッチング電源装置。

【請求項 10】 前記 3 次巻線が漏洩インダクタンスを有し、前記第 2 のコンデンサに直列の前記インダクタンスが省かれていることを特徴とする請求項 9 記載のスイッチング電源装置。

【請求項 11】 一対の直流電源端子間にダイオードを介して接続された平滑用の第 1 のコンデンサと、前記第 1 のコンデンサに対して並列に接続された第 1 及び第 2 のスイッチの直列回路と、

45 前記第 2 のスイッチに対して並列に接続されたトランスの 1 次巻線と出力共振用コンデンサとの直列回路と、その一端が前記一対の直流電源端子の一方に接続され、その他端が前記 1 次巻線と前記出力共振用コンデンサとの接続点又は前記 1 次巻線の中間に接続された第 2 のコンデンサとインダクタンスとの直列回路と、

前記第 1 及び第 2 のスイッチを交互にオン・オフするためのスイッチ制御回路とを備え、前記 1 次巻線がインダクタンスを有するか又は前記 1 次巻線に直列に個別のインダクタンスが接続されていることを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項 1 2】 前記第 2 のコンデンサに直列のインダクタンスを省き、このインダクタンスとして前記 1 次巻線のインダクタンスを使用することを特徴とする請求項 1 1 記載のスイッチング電源装置。

【請求項 1 3】 更に、交流電源と前記一対の直流電源端子との間に接続された整流回路を有することを特徴とする請求項 1 から 1 2 までのいずれか 1 つに従うスイッチング電源装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は昇圧型 DC-DC コンバータ、力率改善機能を有する DC-DC コンバータ等のスイッチング電源装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 トランスを使用しない昇圧型 DC-DC コンバータとして図 1 に示す回路が知られている。この回路では、一対の直流電源端子間にリアクトル即ちインダクタンス L を介してスイッチ Q が並列に接続され、このスイッチ Q に対してダイオード D を介して電解コンデンサ C が並列に接続されている。スイッチ Q は制御回路 L によってオン・オフ制御される。スイッチ Q のオン期間にインダクタンス L にエネルギーが蓄積され、スイッチ Q のオフの期間に電源電圧とインダクタンス L の電圧との和の値でコンデンサ C が充電され、コンデンサ C の電圧は電源電圧よりも高くなる。一方、図 1 の回路の入力端子に整流器を接続し、正弦波交流電圧を全波整流した図 2 (A) に示すような波形（脈流）を入力し、スイッチ Q を図 2 (B) に示すように交流電圧よりも十分に周波数の高いオン・オフ制御信号でオン・オフして図 2 (C) に示すように交流電圧の振幅に対応したピークを有する三角波電流を流し、交流入力力率改善を行うことが知られている。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】 図 1 の回路は昇圧コンバータとして使用できると共に力率の良い電源装置としても使用できるという特徴を有する。しかし、整流器を介して交流電源に接続して使用する場合において、入力電圧に大差ない出力電圧を得る時に、入力電流の波形の正弦波近似性が悪化し、高調波成分の大きな電流になるという問題を有する。即ち、出力電圧が入力交流電圧の実効値又は平均値に近い場合には、最大振幅近傍では図 2 (C) に示すように比較的理想的に近い三角波になるが、この両側においては理想的な三角波にならないで台形波状になる。従って、三角波電流の包絡線の波形は高調波成分の多い波形となり、正弦波に対する近似性の悪

い波形となる。

【0004】 上述の如き問題を解決するためのものとして本件出願人は、図 3 の回路からコンデンサ C4a を省いたスイッチング電源装置を特願平 6-84105 号において提案した。ところで、上記出願のスイッチング電源装置において負荷が大幅に変化しない場合にはさほど問題とならないが、負荷が大幅に軽くなると、平滑用コンデンサ C1 の電圧が比較的高くなるという問題点を有する。なお、軽負荷で平滑用コンデンサ C1 の電圧が上昇する理由は後述する。また、本件出願人は、上記出願で図 2 4 に示すスイッチング電源装置からコンデンサ C4a を省いた回路構成のスイッチング電源装置を提案した。この装置においては平滑用コンデンサ C1 の電圧は一定に制御されているので、この電圧が上昇するという問題は発生しないが、平滑用コンデンサ C1 の電圧を一定に保つために第 1 及び第 2 のスイッチ Q1、Q2 のオン・オフ周波数を大幅に変化しなければならないという問題を有する。また、スイッチング電源装置のコストの低減が要求されている。この要求に応えるためには、種々のスイッチング電源装置を構成する場合に、それぞれに共通の回路を含むことが望ましい。

【0005】 そこで、本発明の第 1 の目的は、力率改善が可能であると共に平滑用コンデンサの電圧上昇を容易に抑制することができるスイッチング電源装置を提供することにある。本発明の第 2 の目的は、力率改善が可能であると共に、スイッチのオン・オフ周波数が大幅に変動しないスイッチング電源装置を提供することにある。本発明の第 3 の目的は、力率改善と DC-DC コンバータとの両方に使用できる回路構成を含むスイッチング電源装置を提供することにある。

【0006】

【課題を解決するための手段】 上記目的を達成するための本発明は、一対の直流電源端子間にダイオードを介して接続された平滑用の第 1 のコンデンサと、前記第 1 のコンデンサに対して並列に接続された第 1 及び第 2 のスイッチの直列回路と、前記一対の直流電源端子の一方と前記第 1 及び第 2 のスイッチの相互接続中点との間に接続された第 2 のコンデンサとインダクタンスとの直列回路と、前記第 1 及び第 2 のスイッチを交互にオン・オフするためのスイッチ制御回路と、その一端が前記第 2 のコンデンサと前記インダクタンスとの間又は前記インダクタンスを形成するコイルの中間に接続され、その他端が一対の直流電源端子の他方との間に接続された充電電圧抑制用コンデンサとを備えていることを特徴とするスイッチング電源装置に係わるものである。

【0007】 なお、請求項 2、3、4 に示すように請求項 1 の充電電圧抑制用コンデンサの接続場所を変えることができる。また、1 つのスイッチング電源装置に請求項 1 ~ 4 に示す充電電圧抑制用コンデンサの複数個を任意に組み合わせて設けることができる。また、請求項 5

に示すように第 2 のスイッチに対して並列にトランスの 1 次巻線と出力共振用コンデンサの直列回路を接続し、ハーフブリッジ構成の共振型のスイッチング電源装置を構成することができる。また、請求項 6 に示すように、共振型スイッチング電源装置において第 1 及び第 2 のスイッチのオン・オフ周波数を変えることによって出力電圧を制御することが望ましい。また、請求項 7 に示すように、充電電圧抑制用コンデンサとインダクタンスとの共振回路の共振周波数を第 1 及び第 2 のスイッチのオン・オフ周波数のほぼ最高値に一致させることが望ましい。また、請求項 8 に示すように、第 1 のコンデンサと出力共振用コンデンサとを直列に接続することができる。また、請求項 9 に示すように、トランスに 3 次巻線を設け、これを第 2 のコンデンサとインダクタンスの直列回路に直列に接続することができる。また、請求項 10 に示すように 3 次巻線のインダクタンスを使用することによって独立のインダクタンス（リアクトル）を省くことができる。また、請求項 11 に示すように、第 2 のコンデンサとインダクタンスの直列回路を出力共振用コンデンサの一端に接続することができる。また、請求項 12 に示すように、請求項 11 のインダクタンスを省くことができる。また、請求項 13 に示すように、交流電源と一対の直流電源端子との間に整流回路を設けることが望ましい。

## 【0008】

【発明の作用及び効果】各請求項の発明によれば、第 1 及び第 2 のスイッチのオン・オフ周波数を大幅に変えないで第 1 のコンデンサの電圧を所望範囲内に収めることができる。即ち、上記電圧抑制用コンデンサとインダクタンスの直列共振回路が第 1 のコンデンサの充電回路に含まれているために、この共振回路の共振周波数と第 1 及び第 2 のスイッチのオン・オフ周波数との関係を変えると第 1 のコンデンサの充電に対する共振回路の寄与度が変化する。例えば、第 1 及び第 2 のスイッチのオン・オフ周波数を高くすると、充電に対する共振回路の寄与度が低下し、第 1 のコンデンサの充電電圧の上昇を抑制する。従って、本発明に従う充電電圧抑制用コンデンサを設けない場合は、第 1 のコンデンサの電圧を所望範囲に保つためにオン・オフ周波数を大幅に変えることが要求されたが、本発明によればオン・オフ周波数の小さい変化で第 1 のコンデンサの電圧の大きな抑制効果を得ることができる。なお、請求項 11 の場合には第 2 のコンデンサが充電電圧抑制用コンデンサとしても機能する。また、各請求項のスイッチング電源装置の主要回路部分はコンデンサの昇圧充電回路、力率改善回路、DC-DC コンバータ回路で共用することができる。従って、主要回路部分を上記の種々の回路の共通回路として作り、各回路のコストの低減を図ることができる。請求項 5 の発明によれば、第 1 及び第 2 のスイッチを第 1 のコンデンサの昇圧充電と、DC-DC 変換との両方に使用すること

とができ、回路構成が簡略化される。請求項 6 に従って、出力電圧を一定にするように第 1 第 2 のスイッチのオン・オフ周波数を制御すると、第 1 のコンデンサの充電電圧も同時に制御され、第 1 のコンデンサの電圧が異常に高くない。請求項 7 に示すように、共振周波数を最高のオン・オフ周波数にほぼ一致するように決定すると、第 1 のコンデンサの電圧の抑制を良好に行うことができる。請求項 9 に従って 3 次巻線を設けると、第 1 のコンデンサの電圧を 3 次巻線によっても制御することが可能になる。請求項 10 に従って 3 次巻線が漏洩インダクタンスを有すると、個別のインダクタンスを省いて回路構成を簡略化することができる。請求項 11 によれば出力の共振用コンデンサを充電電圧抑制用コンデンサとして兼用することができるので、回路構成が簡単になる。請求項 12 によれば、出力の共振用インダクタンスが第 1 のコンデンサの充電用のインダクタンスに兼用されるので、回路構成が簡略化される。請求項 13 によれば、充電電源から入力する電流波形が正弦波に近似し、力率改善が達成される。

## 【0009】

【第 1 の実施例】次に、図 3～図 9 を参照して本発明の第 1 の実施例に係わるスイッチング電源装置即ち DC-DC コンバータを説明する。図 3 に示す DC-DC コンバータは、交流電源 1 と周知の高周波成分除去用フィルタ 1b と 4 つの第 1 のダイオード D1a～D1d のブリッジ整流回路 1c から成る直流電源 1 を有する。この電源 1 に接続された一対の電源端子 2a、2b 間には第 2 のダイオード D2 を介して電解コンデンサ（有極性コンデンサ）から成る平滑用の第 1 のコンデンサ C1 が接続されている。この第 1 のコンデンサ C1 はスイッチングレギュレータ回路の直流電源として機能する。従って、この第 1 のコンデンサ C1 に並列に第 1 及び第 2 のスイッチ Q1、Q2 の直列回路が接続されている。なお、第 1 及び第 2 のスイッチ Q1、Q2 はソースがサブストレートに接続された絶縁ゲート型（MOS 型）電界効果トランジスタ（FET）から成り、本来の FET 部分である制御スイッチ S1、S2 とこれに逆並列接続されたダイオード Da、Db とを含む。勿論このスイッチ Q1、Q2 をバイポーラトランジスタとこれに逆並列接続されたダイオードで構成することもできる。また、ダイオード Da、Db を内蔵させないで個別ダイオードとすることができる。第 1 の電源端子 2a と第 1 及び第 2 のスイッチ Q1、Q2 の相互接続中点 3 との間には第 2 のコンデンサ C2 とコイルから成る第 1 のインダクタンス（リアクトル）L1 との直列回路が接続されている。

【0010】共振型の DC-DC コンバータの出力回路を構成するために第 1 及び第 2 のスイッチ Q1、Q2 の接続中点 3 と電源用コンデンサ C1 の下端即ち第 2 のスイッチ Q2 のソースとの間に共振用の第 2 のインダクタンス L2 を有する 1 次巻線 N1 と共振用の第 3 のコンデ

ンサC3 との直列回路（出力共振回路）が接続されている。なお、トランスTの1次巻線N1は漏洩インダクタンスから成る第2のインダクタンスL2の他に1次巻線N1に対して等価的に並列に接続された励磁インダクタンスを有する。トランスTの2次巻線N2はセンタタップによって第1及び第2の巻線N2a、N2bに分けられ、これ等の一端は第3及び第4のダイオードD3、D4を介して出力平滑用コンデンサC0の一端に接続され、センタタップはコンデンサC0の他端に接続されている。負荷（図示せず）を接続するための出力端子4、5は出力平滑コンデンサC0に接続されている。なお、ダイオードD3、D4から成る全波整流器とコンデンサC0との間に特願昭6-84105号の図11と同様にチョークコイルを接続してもよい。

【0011】第1及び第2のスイッチQ1、Q2のターンオフ時のスイッチング損失を低減させるための部分共振回路を形成するために第1及び第2のスイッチQ1、Q2に並列にコンデンサCa、Cbが接続されている。なお、このコンデンサCa、Cbを第1及び第2のスイッチQ1、Q2の浮遊容量（ストレーキャパシタンス）とすることができる。

【0012】第2のコンデンサC2と第1のインダクタンスL1の接続点と第1のコンデンサC1の下端との間に充電電圧抑制用コンデンサC4aが接続されている。このコンデンサC4aは軽負荷時における平滑用コンデンサC1の電圧の上昇を抑える。この詳しい理由は後述する。

【0013】第1及び第2のスイッチQ1、Q2を交互にオン・オフするための制御回路6は、出力電圧又は入力電圧の変動に応じて第1及び第2のスイッチQ1、Q2のオン・オフ周波数を変えて出力電圧を一定に制御するように構成されている。このため、制御回路6は出力端子4、5間に接続された電圧検出用分圧抵抗7、8と、基準電圧源9と、誤差増幅器（差動増幅器）10と、発光ダイオード11と、ホトトランジスタ12と、抵抗13と、VCO（電圧制御発振器）14と、制御信号形成回路15とから成る。

【0014】誤差増幅器10の一方の入力端子は分圧抵抗7、8の分圧点に接続され、他方の入力端子は基準電圧源9に接続されている。従って、検出電圧と基準電圧との差に対応する出力電圧が誤差増幅器10から得られる。発光ダイオード11は誤差増幅器10の出力端子とグランドとの間に接続されているので、誤差出力に対応して発光する。発光ダイオード11に光結合されたホトトランジスタ12は+Vで示す電源端子とグランドとの間に抵抗13を介して接続されている。従って、出力電圧が上昇して発光ダイオード11の出力が大きくなると、抵抗13の電圧が低くなる。ホトトランジスタ12と抵抗13との分圧点に接続されたVCO14は抵抗13の電圧に比例した周波数信号を出力する。VCO14

に接続された制御信号形成回路15はVCO14の出力を方形波に整形してライン16aを介して第1のスイッチQ1の制御端子（ゲート）に図7（A）に示す方形波の制御信号Vg1を供給すると共にライン16aの波形を位相反転し且つ相互間に僅かな一定間隔幅のデッド・タイムTdを設けた図7（B）に示す方形波の制御信号Vg2をライン16bを介して第2のスイッチQ2の制御端子（ゲート）に供給する。

【0015】

10 【動作の概要】DC-DCコンバータの直流電源として機能する第1のコンデンサC1はブリッジ整流回路1cの出力で充電される。この充電はインダクタンスL1の昇圧作用を伴って行われる。この昇圧充電はDC-DCコンバータの第1及び第2のスイッチQ1、Q2を兼用して行われる。第1及び第2のスイッチQ1、Q2のオン・オフ動作によって1次巻線N1の漏洩インダクタンスL2とコンデンサC3の直列共振回路が駆動され、この直列共振に基づく電流即ち電力に対応した出力がトランスTの2次巻線N2側に得られる。出力端子4、5の電圧は第1及び第2のスイッチQ1、Q2のオン・オフ周波数を変えることによって制御される。軽負荷によって出力電圧が上昇すると、第1及び第2のスイッチQ1、Q2のオン・オフ周波数を高くして出力電圧を下げる。特願平6-84105号の図19に記載されたスイッチング電源装置と同様に本願の図3のコンデンサC4aを有さない回路においては、軽負荷になるに従って入力平滑用コンデンサC1の電圧が上昇する。

【0016】

【コンデンサC4aの無い場合の動作】コンデンサC4aが無い場合の第1のコンデンサC1の充電動作を説明すると、第2のスイッチQ2のオン期間に電源1と第2のコンデンサC2と第1のインダクタンスL1とから成る回路で第2のコンデンサC2が充電されると共に第1のインダクタンスL1にエネルギーが蓄積される。次に、第2のスイッチQ2がオフになり、第1のスイッチQ1がオンになると、電源1とコンデンサC2と第1のインダクタンスL1とダイオードDaと第1のコンデンサC1の回路で第1のコンデンサC1が昇圧充電される。第1のインダクタンスL1のエネルギーの放出が終了すると、第2のコンデンサC2の放電が生じ、第2のコンデンサC2と第2のダイオードD2と第1のスイッチQ1とから成る回路で第1のインダクタンスL1の逆充電が生じる。次に、第1のスイッチQ1がオフ、第2のスイッチQ2がオンになると、第1のインダクタンスL1と第2のコンデンサC2と第2のダイオードD2と第1のコンデンサC1とダイオードDbの回路で第1のコンデンサC1が充電される。コンデンサC4aが無い場合の等価回路は図4の等価回路からコンデンサC4aを省いた回路となるので、コンデンサC1と第1及び第2のスイッチQ1、Q2との組み合わせから成る等価方形波発生源e

の電圧の全部がコンデンサC1の充電に寄与し、充電電圧が高くなる。なお、コンデンサC4aの無い場合において、出力電圧V0を一定に制御している時に負荷電流I0が変化すると、第1及び第2のスイッチQ1、Q2のオン・オフ周波数fは図6の特性線Aに示すように変化する。即ち負荷電流I0が小さくなるに従って周波数fは高くなる。この時、第1のコンデンサC1の電圧Vc1は定電圧制御されていないので変化する。もし、出力電圧V0とは無関係に第1のコンデンサC1の電圧Vc1を一定に保つ場合には負荷電流I0の変化に応じて図6の特性線Bに示すように周波数を大幅に変化させなければならない。特願平6-84105号の図19の回路では出力電圧V0を一定にするように制御されているので、出力電流I01のような軽負荷時には第1のコンデンサC1の電圧Vc1を所望電圧値にするためにfb-faだけ周波数が低過ぎることを意味する。この結果第1のコンデンサC1の充電電圧の上昇が生じる。要するに、コンデンサC4aを持たない回路では軽負荷時には負荷で要求されるエネルギーよりも第1のコンデンサC1の充電エネルギーが大きくなるためにこの電圧Vc1の上昇が生じる。第1のコンデンサC1の充電電圧Vc1が高過ぎると、この第1のコンデンサC1として耐圧の高い高価な電解コンデンサを使用することが必要になる。

【0017】

【図9の説明】図9(A)、(B)は第2及び第1のスイッチQ2、Q1のドレイン・ソース間電圧Vds2、Vds1を示し、図9(C)はコンデンサC2を流れる電流Ic2を示し、図9(D)は1次巻線N1に流れる電流I2を示し、図9(E)は第1のスイッチQ1を流れる電流Iq1を示し、図9(F)はコンデンサC4aの電圧Vc4aを示し、図9(G)は第2のダイオードD2を流れる電流Id2を示す。なお、図9において実線で示す波形は標準負荷状態を示すものであり、点線で示す波形は軽負荷状態を示すものである。

【0018】

【DC-DCコンバータの基本動作】第1のコンデンサC1が既に充電されている場合において、図9のt1~t6で第1のスイッチQ1がオンになると、第1のコンデンサC1と第1のスイッチQ1と1次巻線N1と第3のコンデンサC3の閉回路から成る直列共振によって電流I2が流れる。また、t7~t12の第2のスイッチQ2のオン期間には、第3のコンデンサC3と1次巻線N1と第2のスイッチQ2の閉回路から成る直列共振回路によって電流I2が流れる。第1及び第2のスイッチQ1、Q2のオン・オフ周波数fと直列共振による出力電流I0即ち出力電圧Pとの関係は図5に示すようになり、オン・オフ周波数fがL2C3共振周波数f0に一致した時に最大電流即ち最大電力となる。本実施例ではオン・オフ周波数fをf1~f2の範囲で変化させることによって出力電圧V0を一定に制御している。なお、

L2C3の共振電流の大きさ(最大振幅)は負荷の大きさに従って比例的に変化するので、負荷変化による出力電圧の調整作用が生じ、オン・オフ周波数をさほど大きく変えることは不要であり、図6の特性線Aに従うようにオン・オフ周波数fが狭い範囲で変化する。なお、制御信号Vg1、Vg2を示す図7のt1時点よりも前はオン・オフ周波数fの低い状態を示し、t1時点よりも後はオン・オフ周波数fの高い状態を示す。上述から明らかに図3のDC-DCコンバータの基本動作は特願平6-84105号の図11及び図19等に記載されている従来の共振型DC-DCコンバータと同一である。

【0019】

【コンデンサC1の充電動作】図3の回路におけるコンデンサC1の充電の基本動作は図3からコンデンサC4aを省いた特願平6-84105号の回路と実質的に同じである。即ち、第2のスイッチQ2のオン期間に電源1と第2のコンデンサC2と第1のインダクタンスL1とダイオードDa(第1のスイッチQ1)と第1のコンデンサC1の閉回路が形成されて第1のコンデンサC1が充電される。この第4のコンデンサC4aが既に所定電圧に充電されている第1のインダクタンスL1と第2のスイッチQ2とから成る回路で第1のインダクタンスL1にエネルギーを蓄積し、第2のスイッチQ2がオフして第1のスイッチQ1がオンした期間に第1のインダクタンスL1のエネルギーの放出によって第1のインダクタンスL1と第1のスイッチQ1と第1のコンデンサC1と電源1と第2のコンデンサC2とから成る回路で第1のコンデンサC1を充電する。第1のインダクタンスL1のエネルギーの放出が終了すると、第2のコンデンサC2の放電によって第2のコンデンサC2と第2のダイオードD2と第1のスイッチQ1と第1のインダクタンスL1の回路で第1のインダクタンスL1の逆方向の充電が行われる。次に第1のスイッチQ1がオフになると、第1の第1のインダクタンスL1のエネルギーの逆方向の放出によって第1のインダクタンスL1と第2のコンデンサC2と第2のダイオードD2と第1のコンデンサC1と第2のスイッチQ2とから成る回路で第1のコンデンサC1が充電される。本願の図3の回路では上述の基本動作の他に共振用コンデンサC4aに基づく共振動作が生じる。即ち、第4のコンデンサC4aを付加することによってこの第4のコンデンサC4aと第1のインダクタンスL1との直列共振回路が形成され、この直列共振回路が第1のコンデンサC1の充電に関与する。C4aL1共振回路の共振周波数は最大負荷の時の第1及び第2のスイッチQ1、Q2のオン・オフ周波数にほぼ一致するように設定されている。即ち図5の周波数f0に一致する共振周波数を有するようにコンデンサC4a及び第1のインダクタンスL1の値が決定されている。C4aL1共振回路の第1のコンデンサC1の充電への寄与度は最大負荷の時即ち第1及び第2のスイッチQ1、Q2の



オン・オフ周波数  $f$  が最も低い時に最大であり、軽負荷になってオン・オフ周波数  $f$  が低下するに従って上記寄与度が低下する。これにより、軽負荷時に第 1 のコンデンサ  $C1$  の電圧が必要以上に高くなることを抑制できる。図 4 はコンデンサ  $C1$  の充電回路を機能的に示す。第 1 及び第 2 のスイッチ  $Q1$ 、 $Q2$  で得られる方形波電源  $e$  の電圧は付加したコンデンサ  $C4a$  によって分割されるためにコンデンサ  $C1$  の充電に対する寄与が低くなることを示している。即ち、共振動作で充電されるコンデンサ  $C4a$  の電圧が低くなると、第 1 のコンデンサ  $C1$  の充電電圧も低くなり、第 1 のコンデンサ  $C1$  の電圧の上昇が抑制される。

【0020】

【図 9 の各区間の動作】次に、図 9 の各区間の動作を説明する。なお、説明を簡略化するために図 3 の各回路素子の符号のみの配列によって電流経路を示す。まず、図 9 の  $t1 \sim t2$  区間では、 $1 - C2 - L1 - Q1$  ( $Da$ ) -  $C1$  の経路の電流で第 1 のコンデンサ  $C1$  が充電される。また、 $C4a - L1 - Q1$  ( $Da$ ) -  $C1$  の共振回路も第 1 のコンデンサ  $C1$  の充電に関与する。この  $t1 \sim t2$  区間においてコンバータ側では、1 次巻線  $N1$  (第 2 のインダクタンス  $L2$ ) の蓄積エネルギーの放出によって  $N1$  ( $L2$ ) -  $Q1$  ( $Da$ ) -  $C1$  -  $C3$  の閉回路に電流が流れる。

【0021】図 9 の  $t2 \sim t3$  区間での第 1 のコンデンサ  $C1$  の充電回路は前の  $t1 \sim t2$  区間と同一である。コンバータ側においては  $t2$  での 1 次巻線  $N1$  の第 2 のインダクタンス  $L2$  の蓄積エネルギーの放出の終了後に、この充電モードとなり、 $C1 - Q1 - N1$  ( $L2$ ) -  $C3$  の閉回路に共振電流が流れる。

【0022】図 9 の  $t3 \sim t4$  区間では、この始まりの時点  $t3$  で第 1 のインダクタンス  $L1$  のエネルギーの放出が終了し、第 4 のコンデンサ  $C4a$  は前の  $t2 \sim t3$  区間で下側が正になるように充電されているので、第 4 のコンデンサ  $C4a$  の放電モードとなり、 $C4a - C1 - Q1 - L1$  の回路に共振電流が流れ、第 1 のコンデンサ  $C1$  及び第 1 のインダクタンス  $L1$  が逆充電される。なお、 $t3 \sim t4$  区間のコンバータ側の電流は  $t2 \sim t3$  区間と同一経路を流れる。

【0023】図 9 の  $t4 \sim t5$  区間では、 $L1 - C2 - D2 - Q1$  の閉回路が形成される。コンバータ側には前の  $t3 \sim t4$  区間と同一の共振回路が形成される。

【0024】図 9 の  $t5 \sim t6$  区間における第 1 のコンデンサ  $C1$  の充電側回路の動作は  $t4 \sim t5$  区間と同じであり、 $L1 - C2 - D2 - Q1$  の回路が形成されている。コンバータ側においては、 $t5$  時点で  $L2 - C3$  の共振電流の正の半波が流れ終る。しかし、次に負の半波の共振電流は流れない。これはダイオード  $D3$ 、 $D4$  によって出力平滑コンデンサ  $C0$  がトランスから切り離された状態となり、1 次巻線  $N1$  が無限大のインピーダンス

となるからである。しかし、1 次巻線  $N1$  に等価的に並列に接続された励磁インダクタンスがあり、これは漏洩インダクタンス  $L2$  よりも大きいので、これに基づく電流が  $t4 \sim t5$  区間と同様な回路に流れる。

- 05 【0025】図 9 の  $t6 \sim t7$  区間のコンデンサ  $C1$  の充電側の回路動作は前の  $t5 \sim t6$  区間と実質的に同一である。但し、第 1 のスイッチ  $Q1$  がオフになるので、ここに並列に接続された部分共振用コンデンサ  $Ca$  を通って電流が流れる。コンバータ側においては、第 1 のスイッチ  $Q1$  のオフ制御と同時にコンデンサ  $Ca$  の充電が開始して第 1 のスイッチ  $Q1$  の電圧  $V_{ds1}$  が図 9 (B) に示すように徐々に上昇し、ゼロボルトスイッチングが達成され、スイッチング損失が小さくなる。第 1 のスイッチ  $Q1$  の電圧の上昇とは逆に第 2 のスイッチ  $Q2$  の電圧  $V_{ds2}$  が図 9 (A) に示すように低くなる。この時、第 2 のスイッチ  $Q2$  に並列の部分共振用コンデンサ  $Cb$  の放電が  $Cb - N1 - C3$  の回路で生じる。従って、所定のデッド・タイム  $T_d$  の後に第 2 のスイッチ  $Q2$  がオンになってもコンデンサ  $Cb$  の電荷が第 2 のスイッチ  $Q2$  を通って放出されず、損失が小さくなる。

- 20 【0026】図 9 の  $t7 \sim t8$  区間でのコンデンサ  $C1$  の充電側回路の動作は  $t6 \sim t7$  区間と同一である。この  $t7 \sim t8$  区間のコンバータ側では、1 次巻線  $N1$  のインダクタンス  $L2$  の蓄積エネルギーの放出によって  $N1$  ( $L2$ ) -  $C3$  -  $Q2$  ( $Db$ ) の回路が形成される。

- 25 【0027】図 8 の  $t8 \sim t9$  区間でのコンデンサ  $C1$  の充電側回路の動作は前の  $t7 \sim t8$  区間と同一である。この  $t8 \sim t9$  区間のコンバータ側では、コンデンサ  $C3$  の放電によって  $C3 - N1$  ( $L2$ ) -  $Q2$  の共振回路が形成され、共振電流が流れる。

- 30 【0028】図 9 の  $t9 \sim t10$  区間では、第 4 のコンデンサ  $C4a$  の放電に基づいて  $C4a - L1 - Q2$  の共振回路が形成される。 $t9 \sim t10$  区間のコンバータ側の動作は  $t8 \sim t9$  区間と同一である。

- 35 【0029】 $t10 \sim t11$  区間では、 $1 - C2 - L1 - Q2$  の回路に電流  $I_{c2}$  が流れる。この  $t10 \sim t11$  の区間のコンバータ側の動作は前の  $t9 \sim t10$  と同一である。

- 40 【0030】 $t11 \sim t12$  の区間のコンデンサ  $C1$  の充電側の動作は前の  $t10 \sim t11$  区間と同一である。コンバータ側においては、 $t11$  で  $L2 - C3$  共振電流が終了し、その後は励磁インダクタンスとコンデンサ  $C3$  の共振に基づく電流が流れる。

- 45 【0031】 $t12 \sim t13$  区間におけるコンデンサ  $C1$  の充電側の動作は  $t11 \sim t12$  区間と同一である。但し、第 2 のスイッチ  $Q2$  がオフになるのでコンデンサ  $Cb$  を通って電流  $I_{c2}$  が流れる。コンバータ側においては第 2 のスイッチ  $Q2$  のオフ制御によってこれに並列の部分共振用コンデンサ  $Cb$  の電圧が徐々に上昇し、第 2 のスイッチ  $Q2$  のゼロボルトスイッチングが達成される。コンデンサ  $Cb$  の電圧上昇とは逆にコンデンサ  $Ca$  の電圧は低



下する。コンデンサC<sub>b</sub>に蓄積されていたエネルギーは第1のスイッチQ<sub>1</sub>がオンになる前に放出される。

【0032】本実施例は次の効果を有する。

(1) DC-DCコンバータのスイッチQ<sub>1</sub>、Q<sub>2</sub>のオン・オフを使用してコンデンサC<sub>1</sub>を電源1の電圧よりも高く充電できる。

(2) 電流I<sub>1</sub>は図8(C)に示すように電圧の振幅に応じてピーク値が変化する三角波となり、電圧の大小にさほど影響されない三角波となる。従って、力率改善を良好に行うことができる。

(3) コンデンサC<sub>1</sub>の充電側にL<sub>1</sub>C<sub>4a</sub>の共振回路を有し、この共振回路のコンデンサC<sub>1</sub>の充電への寄与は第1及び第2のスイッチQ<sub>1</sub>、Q<sub>2</sub>のオン・オフ周波数fが高くなるに従って低くなるので、第1のコンデンサC<sub>1</sub>の電圧上昇を抑制することができる。

【0033】

【第2の実施例】次に、図10～図12を参照して第2の実施例のスイッチング電源装置を説明する。但し、第2の実施例及び後述する別の実施例を示す図面において図3～図9と実質的に同一の部分、又は各実施例で相互に共通する部分には同一の符号を付してその説明を省略する。

【0034】図10の回路は図3のコンデンサC<sub>4a</sub>の代りに第2のダイオードD<sub>2</sub>に並列にコンデンサC<sub>4b</sub>を接続したものである。図10の各部の波形は図11に示す通りであり、コンデンサC<sub>4b</sub>の電圧V<sub>c4b</sub>及びI<sub>c2</sub>以外は図9と同一である。従って、図10の回路の動作は図3の回路の動作と基本的に同一である。即ち、図9のt<sub>3</sub>～t<sub>4</sub>区間、t<sub>9</sub>～t<sub>10</sub>区間で図3のコンデンサC<sub>4a</sub>を通る共振電流が流れた代りに、図10の回路では図11のt<sub>3</sub>～t<sub>4</sub>区間でL<sub>1</sub>-C<sub>2</sub>-C<sub>4b</sub>-Q<sub>1</sub>の回路で共振電流が流れ、また、図11のt<sub>9</sub>～t<sub>10</sub>区間でL<sub>1</sub>-Q<sub>2</sub>-C<sub>1</sub>-C<sub>4b</sub>-C<sub>2</sub>の回路で共振電流が流れる。

【0035】図10のコンデンサC<sub>1</sub>の充電側の等価回路は図12で示すことができる。これから明らかなように第1及び第2のスイッチQ<sub>1</sub>、Q<sub>2</sub>のオン・オフで生じる方形波電源によるコンデンサC<sub>1</sub>の充電は共振周波数をずれることによって図4と同様に低下する。従って、図10の回路によって図3の回路と同一の作用効果を得ることができる。

【0036】

【第3の実施例】図13のスイッチング電源装置は、図3の回路にコンデンサC<sub>4b</sub>、C<sub>4c</sub>、C<sub>4d</sub>を付加したものである。コンデンサC<sub>4b</sub>は図10と同様にダイオードD<sub>2</sub>に並列に接続され、コンデンサC<sub>4c</sub>は電源1に並列に接続され、コンデンサC<sub>4d</sub>はコンデンサC<sub>4a</sub>の上端とコンデンサC<sub>1</sub>の上端との間に接続されている。

【0037】コンデンサC<sub>4b</sub>、C<sub>4c</sub>、C<sub>4d</sub>はコンデンサC<sub>4a</sub>と同様に共振回路を形成するものであり、等価的に図14に示すことができる。図13の基本的動作は図3

と同一であるので、これと同一の作用効果が得られる。なお、図13においてコンデンサC<sub>4a</sub>、C<sub>4b</sub>、C<sub>4c</sub>、C<sub>4d</sub>のいずれか1つとすること又はいずれか2つの組み合わせとすることができる。

05 【0038】

【第4の実施例】図15のスイッチング電源装置は、コンデンサC<sub>4a</sub>の上端をインダクタンスL<sub>1</sub>の中間に接続したものである。この様にしても図3と同一の作用効果が得られる。なお、図13に示したコンデンサC<sub>4d</sub>をインダクタンスL<sub>1</sub>の中間とコンデンサC<sub>1</sub>の上端との間に接続することができる。また、図15の回路に図13と同様にコンデンサC<sub>4b</sub>、C<sub>4c</sub>、C<sub>4d</sub>の一部又は全部を付加することができる。

【0039】

15 【第5の実施例】図16のスイッチング電源装置は、図13の回路においてコンデンサC<sub>2</sub>とインダクタンスL<sub>1</sub>の位置を入れ替えたものである。この様に構成しても図3及び図13と同様の作用効果を得ることができる。なお、図3、図10、図15においてもコンデンサC<sub>2</sub>とインダクタンスL<sub>1</sub>の位置を入れ替えることができる。

【0040】

25 【第6の実施例】図17のスイッチング電源装置は、図13の回路に1次巻線N<sub>1</sub>及び2次巻線N<sub>2</sub>に電磁結合された3次巻線N<sub>3</sub>を追加し、この3次巻線N<sub>3</sub>をインダクタンスL<sub>1</sub>に直列に接続したものである。図17の3次巻線N<sub>3</sub>には負荷の大きさに応じた電圧が得られる。負荷が軽くなった時又は無負荷の時に3次巻線N<sub>3</sub>の電圧が下るので、コンデンサC<sub>4a</sub>、C<sub>4b</sub>、C<sub>4c</sub>、C<sub>4d</sub>の交流電圧も下り、第1のコンデンサC<sub>1</sub>の電圧上昇を抑制することができる。図17のスイッチング電源装置の等価回路を図18で示すことができる。なお、図17において3次巻線N<sub>3</sub>を独立に設けて1次及び2次巻線N<sub>1</sub>、N<sub>2</sub>に電磁結合させる代りに、1次巻線のタップにインダクタンスL<sub>1</sub>の一端を接続することができる。また、3次巻線N<sub>3</sub>が漏洩インダクタンスを有するようにトランスTを形成し、インダクタンスL<sub>1</sub>を省くことができる。また、図17においてもコンデンサC<sub>4a</sub>、C<sub>4b</sub>、C<sub>4c</sub>、C<sub>4d</sub>のいずれか1つとするか、又は2又は3  
30 個の組み合わせとすることができる。また、3次巻線N<sub>3</sub>の下端の接続箇所を点線で示すように1次巻線N<sub>1</sub>の下端、又はコンデンサC<sub>3</sub>の下端、又はコンデンサC<sub>1</sub>の上端とすることができる。

【0041】

45 【第7の実施例】図19のスイッチング電源装置は、図3の回路において第1のインダクタンスL<sub>1</sub>の一端を第1及び第2のスイッチQ<sub>1</sub>、Q<sub>2</sub>の接続中点3に接続する代りに1次巻線N<sub>1</sub>と共振用コンデンサC<sub>3</sub>との間に接続し、且つコンデンサC<sub>4a</sub>を省いたものである。これにより、図19ではコンデンサC<sub>3</sub>の両端から高周波信

号を得ることになる。即ちコンデンサC3 がコンバータのための共振回路とコンデンサC1 の充電のための共振回路で兼用されている。

【0042】図19の回路では第1のコンデンサC1 の電圧が高くなると、第3のコンデンサC3 の交流電圧が低くなる。逆に第1のコンデンサC1 の電圧が低くなると、第3のコンデンサC3 の交流電圧が高くなる。従って、電源1の電圧が高いと力率が悪く、逆に低いと力率が良くなる。

【0043】図20は図19の第2のスイッチQ2 の電圧 $V_{ds2}$ 、コンデンサC3 の電圧 $V_{c3}$ 、コンデンサC3 の電流 $I_{c3}$ 、第2のダイオードD2 の電流 $I_{d2}$ 、電源1を通る電流 $I_1$ を示す。なお、図20の実線は入力電圧の高い時の波形であり、点線は入力電圧の低い時の波形である。交流電圧の1周期の入力電流 $I_1$ の波形は図21になる。この図21においても実線は入力電圧の高い時の波形であり、点線は入力電圧が低い時の波形である。

【0044】なお、図19において、1次巻線N1 のインダクタンスL2 を第1のインダクタンスL1 の代りとして使用し、図19の回路から第1のインダクタンスL1 を省くことができる。また、図19の回路に図13のコンデンサC4a、C4b、C4c、C4dのいずれか1つ又は複数個を追加することができる。

【0045】

【第8の実施例】図22はスイッチSのオン・オフによって倍電圧回路と通常の全波整流回路との切替えを行うようにしたスイッチング電源装置の一部を示す。なお、図22ではトランスTの2次側が省かれているが、この2次側回路は図3と同一である。また、倍電圧回路を形成するためにコンデンサC1、C2、C4b、C4c、ダイオードD2 の他にコンデンサC1'、C2'、C4b'、C4c'、ダイオードD2' が設けられている。図22の回路は倍電圧を得ること以外は図3と実質的に同一である。

【0046】

【第9の実施例】図23は3相交流電圧を整流してDC-DCコンバータの電源とするスイッチング電源装置の一部を示す。なお、図23でトランスTの2次側の回路は省略されているが、これは図3と同様に形成されている。図23では三相交流電源e3にダイオードD11~D16から成る3相のブリッジ整流回路が接続され、ダイオードD11~D16に直列にダイオードD2a、D2b、D2c、D2d、D2e、D2fが接続されている。ダイオードD11~D17のカソードとダイオードD14~D16のアノードの間にはコンデンサC2a、C2b、C2c、C2d、C2e、C2fがブリッジ接続されている。ダイオードD2a、D2b、D2cの出力ラインとダイオードD2d、D2e、D2fの共通接続ラインとの間に平滑用の第1のコンデンサC1 が接続されている。コンデンサC2a、C2b、C2cとコンデンサ

C2d、C2e、C2fとの接続点に3つのインダクタンス(リアクトル) L1a、L1b、L1cの一端が接続されている。各インダクタンスL1a、L1b、L1cの他端は第1及び第2のスイッチQ1、Q2の接続点3に接続されている。各インダクタンスL1a、L1b、L1cの一端と第1のコンデンサC1の下端との間にコンデンサC4a1、C4a2、C4a3が接続されている。図23において1相分のみの回路は図3と実質的に同一であるので、図3と同一の効果を得ることができる。

【0047】

【第10の実施例】図24のスイッチング電源装置は、図3からトランスT及びこの2次側の整流回路を省き、第1のコンデンサC1の電圧を直流出力端子4、5に直接に与えるように形成したものである。制御回路6は図3と同一に構成され、第1のコンデンサC1の電圧 $V_{c1}$ を一定にする。これにより、コンデンサC4aが無くとも第1のコンデンサC1の電圧が軽負荷時に上昇しない。しかし、この場合、軽負荷時のコンデンサC1の電圧の上昇を抑えるために第1及び第2のスイッチQ1、Q2のオン・オフ周波数 $f$ を大幅に変えなければならない。これに対して、本発明に従うコンデンサC4aを付加すると、第1及び第2のスイッチQ1、Q2のオン・オフ周波数 $f$ を大幅に変えずにコンデンサC1の定電圧化が可能になる。

【0048】

【第11の実施例】図25のスイッチング電源装置では、電池等の直流電源1'の端子2aに第1のダイオードD1を介して第2のダイオードD2が接続されている。また、第2のダイオードD2の出力ラインとグラウンド端子2bとの間に第1及び第3のコンデンサC1、C3の直列回路が接続され、第1及び第2のスイッチQ1、Q2の接続点3と第1及び第3のコンデンサC1、C3の接続点との間にインダクタンスL2を介して1次巻線N1が接続されている。この図25によっても図3と同様にL1による昇圧作用及びC4aによる電圧抑制作用を得ることができる。なお、図25の電源1'と第1のダイオードD1を図3と同様に交流電源1aとフィルタ1bと整流回路1cとに置き換えて力率改善作用を有する電源装置にすることができる。

【0049】

【第12の実施例】次に、図26のスイッチング電源装置ではコンデンサC1及び負荷20よりも左側の回路と同一の構成の回路が右側にも設けられている。即ち、電源1'に第1及び第2のスイッチ回路21、22が接続され、各スイッチ回路21、22の出力端子間に負荷20が接続されている。要するに図26の回路はブリッジ型インバータ回路である。第1のスイッチ回路21は図3のスイッチ回路と同一である。第2のスイッチ回路22は第3及び第4のスイッチ回路Q3、Q4と、ダイオードD21、D22と、コンデンサC11、C1c、C1d、C4

a' と、インダクタンス L11 とを有して左側の第 1 のスイッチ回路 2 1 と同一に構成されている。第 2 のスイッチ回路 2 2 の Q3、Q4、D21、D22、C11、Cc、Cd、C4a'、L11 は第 1 のスイッチ回路 2 1 の Q1、Q2、D1、D2、C2、Ca、Cb、C4a、L1 に対応している。負荷 2 0 は第 1 及び第 2 のスイッチ Q1、Q2 の相互接続中点と第 3 及び第 4 のスイッチ Q3、Q4 の相互接続中点との間に接続されている。負荷 2 0 は例えば出力トランスとこの 2 次巻線に整流平滑回路を介して接続した負荷とで構成される。制御回路 2 3 は第 1 ～第 4 のスイッチ Q1 ～ Q4 をブリッジ型インバータと同様に駆動するように形成されている。しかし、第 1 及び第 2 のスイッチ回路 2 1、2 2 に分けて考えると、これ等はそれぞれ図 3 のスイッチ回路と同様に制御される。

【0050】第 2 及び第 3 のスイッチ Q2、Q3 は同時にオン制御され、第 1 及び第 4 のスイッチ Q1、Q4 も同時に制御される。これにより、交流出力を得ることができる。図 2 6 の第 1 及び第 2 のスイッチ回路 2 1、2 2 は図 3 のスイッチ回路と同一であるので、図 3 と同一の作用効果を得ることができる。

【0051】

【変形例】本発明は上述の実施例に限定されるものでなく、例えば次の変形が可能なものである。

(1) 図 2 7 に示すように、トランス T の 1 次巻線 N1 のインダクタンスとは別に第 2 のインダクタンス L2 を 1 次巻線 N1 に直列に接続することができる。また、1 次巻線 N1 に並列にインダクタンス Lp を接続することができる。

(2) 図 2 8 に示すように、2 次巻線 N2 に並列にコンデンサ Cs を接続することができる。なお、点線で示すように 1 次巻線 N1 に並列にコンデンサ Cs を接続することができる。コンデンサ Cs を設けると無負荷時に所定値以上の電圧が発生することを防ぐことができる。

(3) 図 2 5 及び図 2 6 の回路においても図 1 3 に示すコンデンサ C4a、C4b、C4c、C4d のいずれか 1 又は複数を設けることができる。

(4) 図 9 の t5 及び t11 よりも前で第 1 及び第 2 のスイッチ Q1、Q2 をターンオフさせるように第 1 及び第 2 のスイッチ Q1、Q2 を制御することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】従来の昇圧型 DC-DC コンバータを示す回路図である。

【図 2】図 1 の回路を力率改善に使用した場合の各部の波形図である。

【図 3】第 1 の実施例のスイッチング電源装置を示す回路図である。

【図 4】図 3 のコンデンサ充電回路の等価回路図である。

【図 5】図 3 のトランス 1 次巻線の共振回路における出

力電力とスイッチのオン・オフ周波数との関係を示す図である。

【図 6】図 3 の回路で出力電圧とコンデンサ C1 の電圧を一定にするために要求される負荷電流とスイッチのオン・オフ周波数との関係を示す図である。

【図 7】図 3 のスイッチ制御信号を示す波形図である。

【図 8】図 3 の回路の整流回路の出力電圧とスイッチ Q1 のオン・オフと整流回路の電流との関係を示す波形図である。

10 【図 9】図 3 の回路の各部の状態を示す波形図である。

【図 10】第 2 の実施例のスイッチング電源装置を示す回路図である。

【図 11】図 10 の各部の状態を示す波形図である。

15 【図 12】図 10 の回路のコンデンサ充電回路の等価回路図である。

【図 13】第 3 の実施例のスイッチング電源装置を示す波形図である。

【図 14】図 13 のコンデンサ充電回路の等価回路を示す波形図である。

20 【図 15】第 4 の実施例のスイッチング電源装置を示す回路図である。

【図 16】第 5 の実施例のスイッチング電源装置を示す回路図である。

25 【図 17】第 6 の実施例のスイッチング電源装置を示す回路図である。

【図 18】図 17 のコンデンサ充電回路の等価回路図である。

【図 19】第 7 の実施例のスイッチング電源装置を示す回路図である。

30 【図 20】図 19 の各部の状態を示す波形図である。

【図 21】図 19 の整流回路の電流を示す波形図である。

【図 22】第 8 の実施例のスイッチング電源装置を示す回路図である。

35 【図 23】第 9 の実施例のスイッチング電源装置を示す回路図である。

【図 24】第 10 の実施例のスイッチング電源装置を示す回路図である。

40 【図 25】第 11 の実施例のスイッチング電源装置を示す回路図である。

【図 26】第 12 の実施例のスイッチング電源装置を示す回路図である。

【図 27】変形例の出力共振回路を示す回路図である。

【図 28】別の変形例の出力回路を示す回路図である。

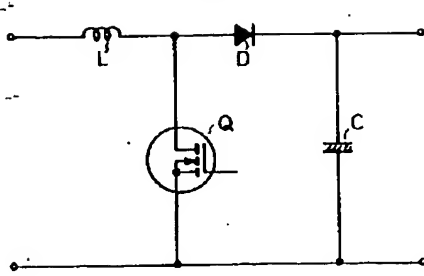
45 【符号の説明】

Q1、Q2 第 1 及び第 2 のスイッチ

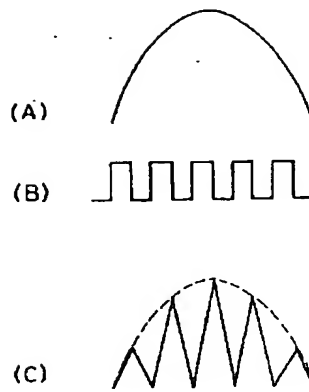
C1、C2、C3、C4a 第 1、第 2、第 3 及び第 4 のコンデンサ

L1 インダクタンス

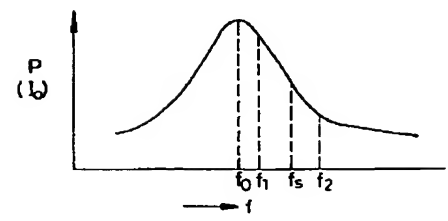
【図 1】



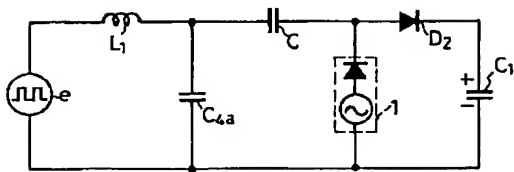
【図 2】



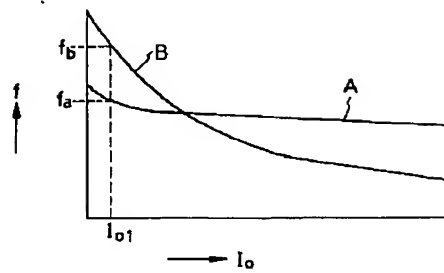
【図 5】



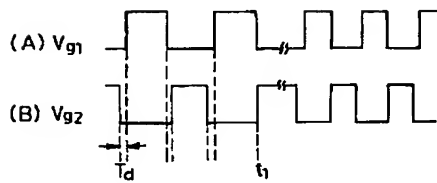
【図 4】



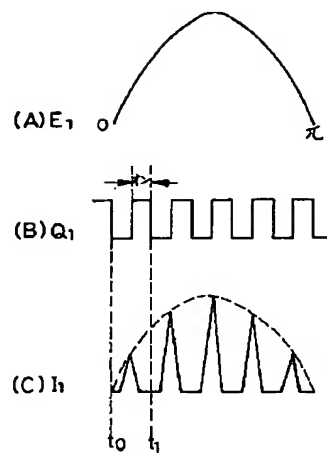
【図 6】



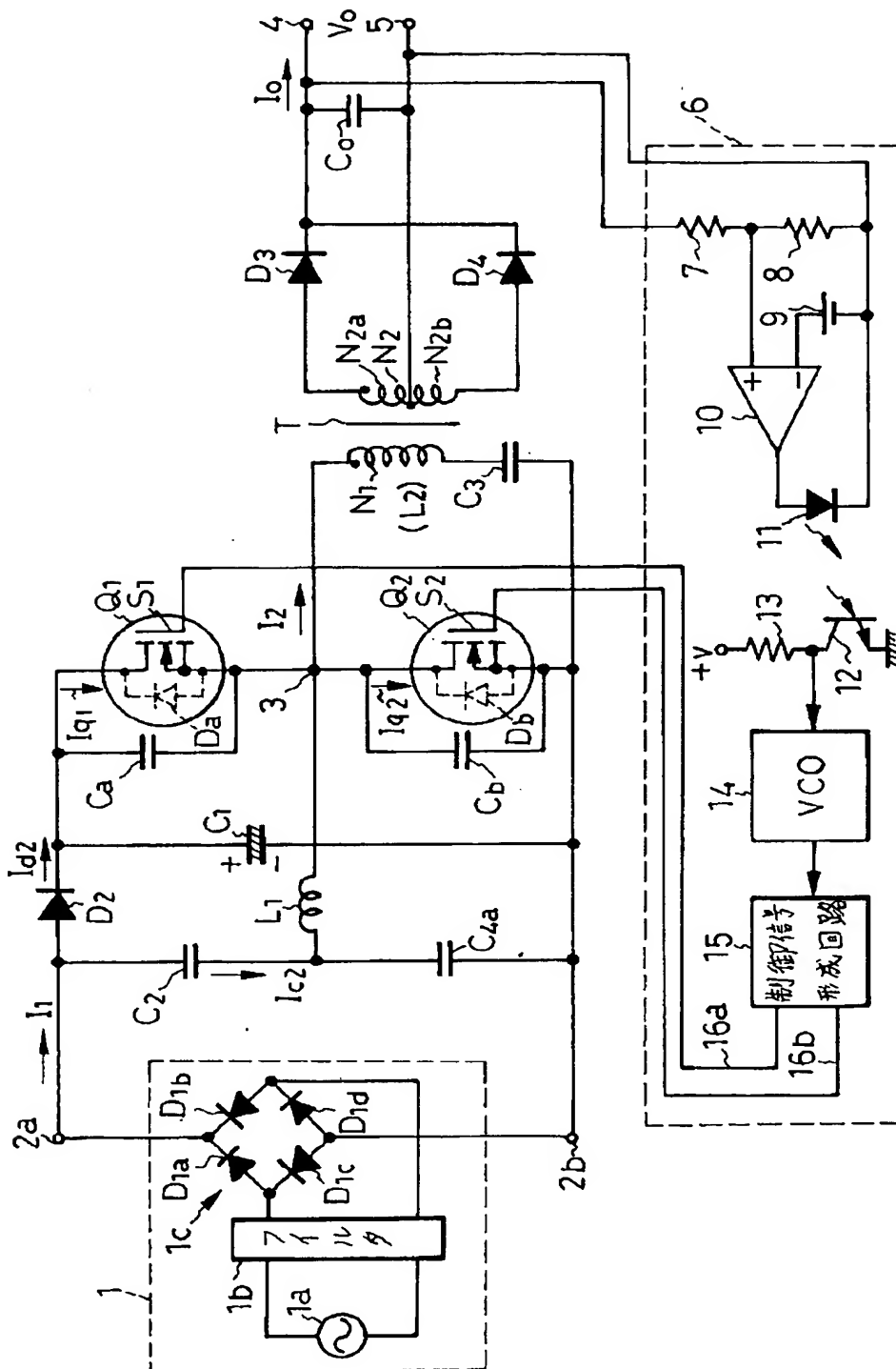
【図 7】



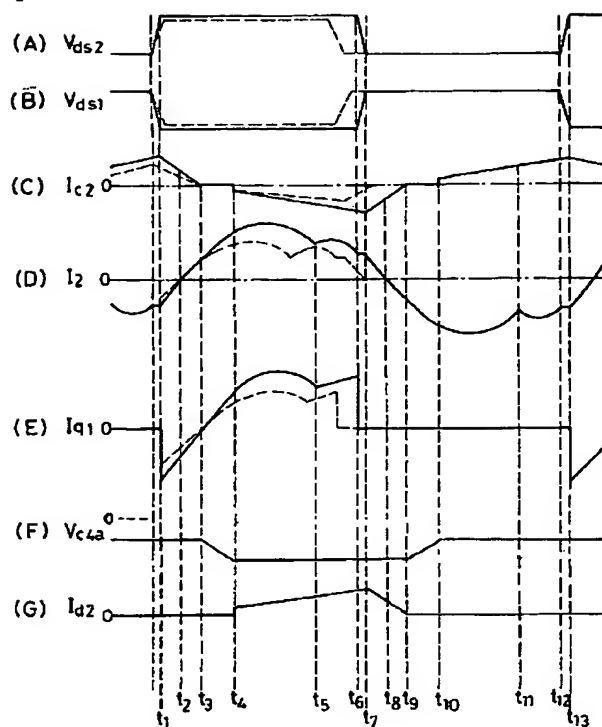
【図 8】



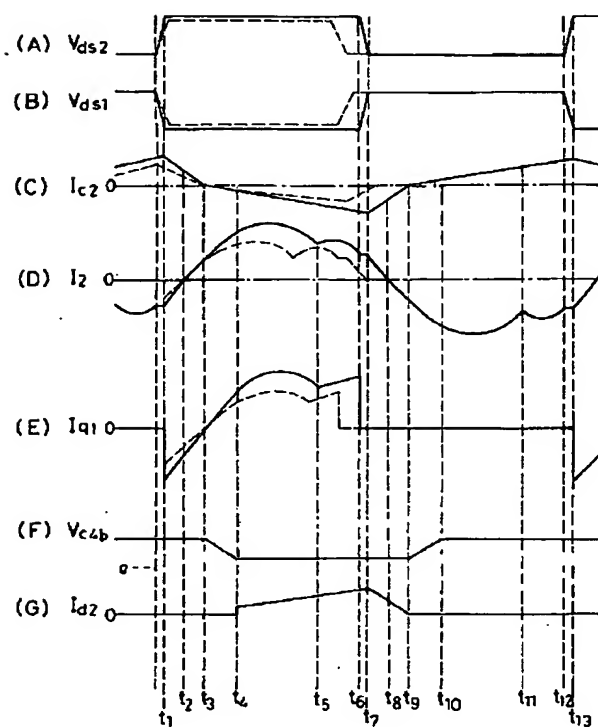
【図 3】



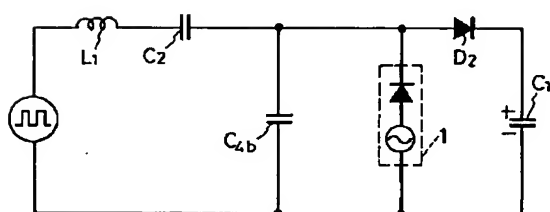
【図 9】



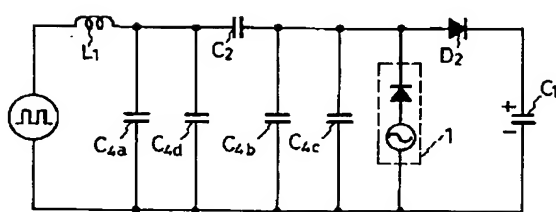
【図 11】



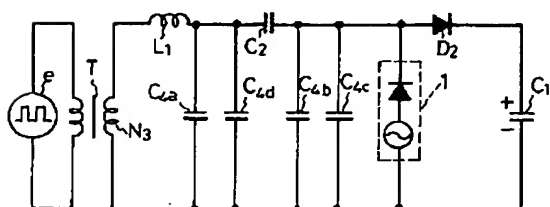
【図 12】



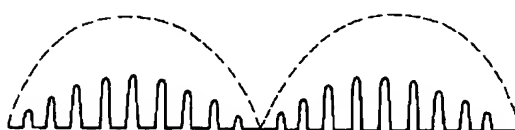
【図 14】



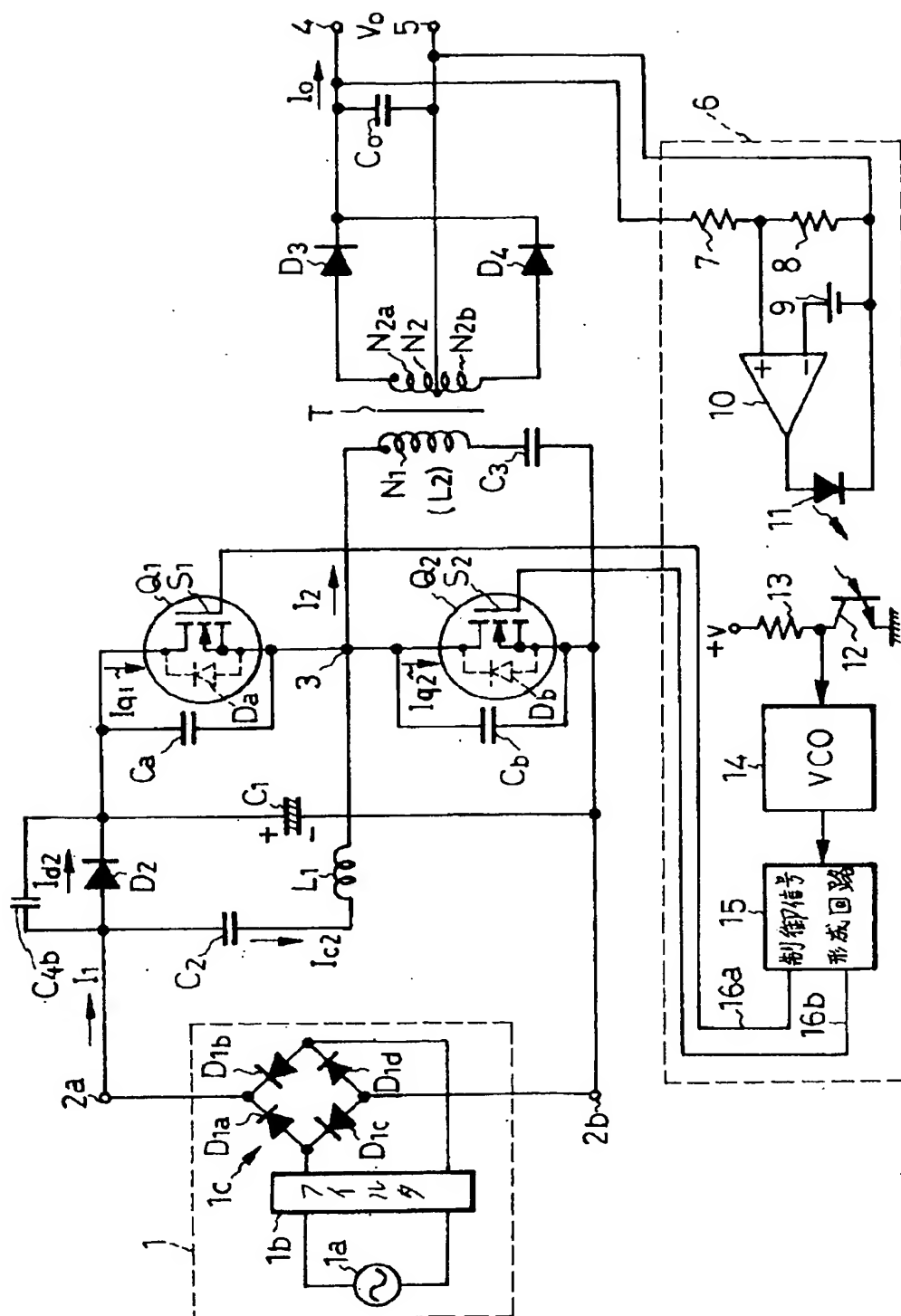
【図 18】



【図 21】

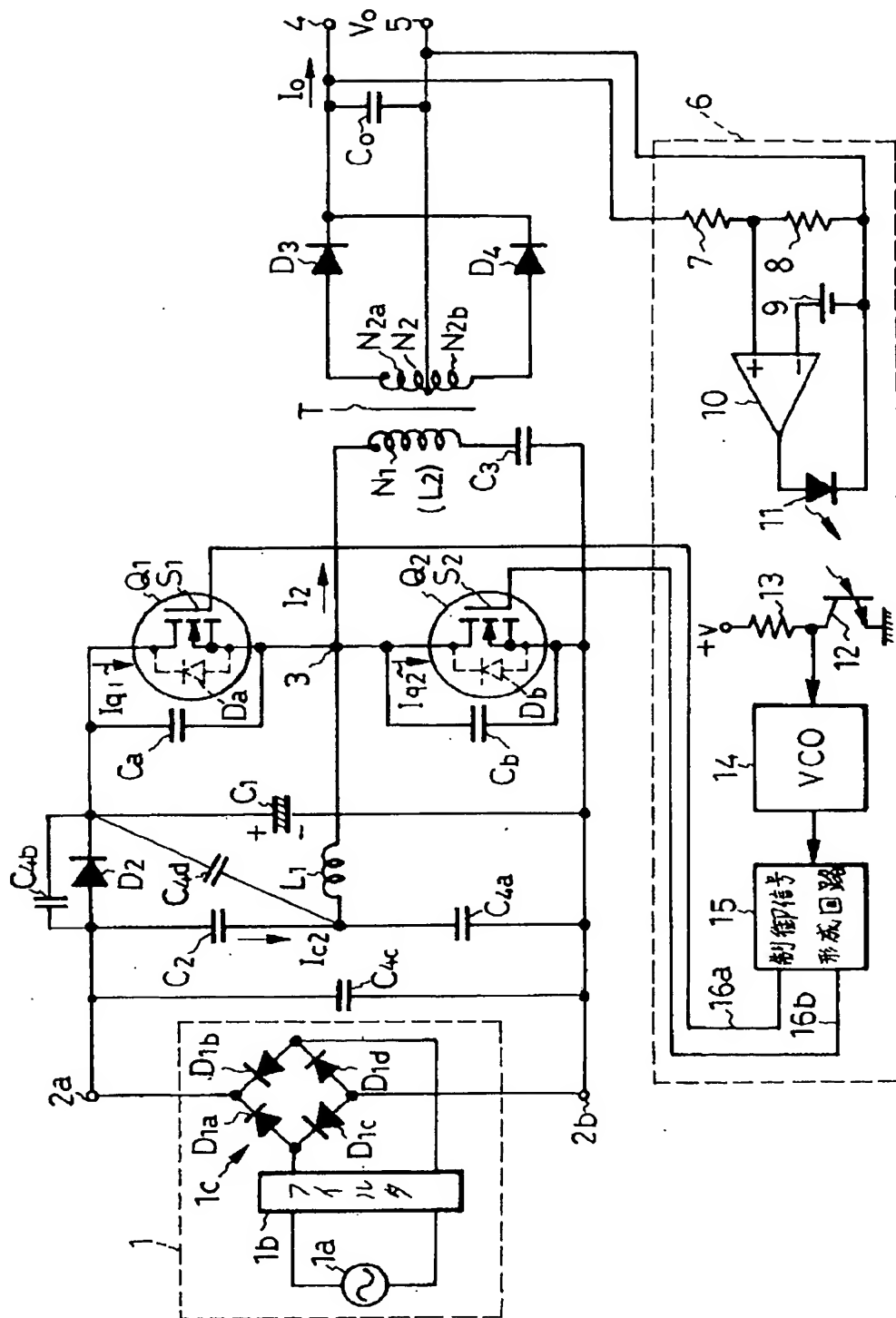


【図 10】





【図13】



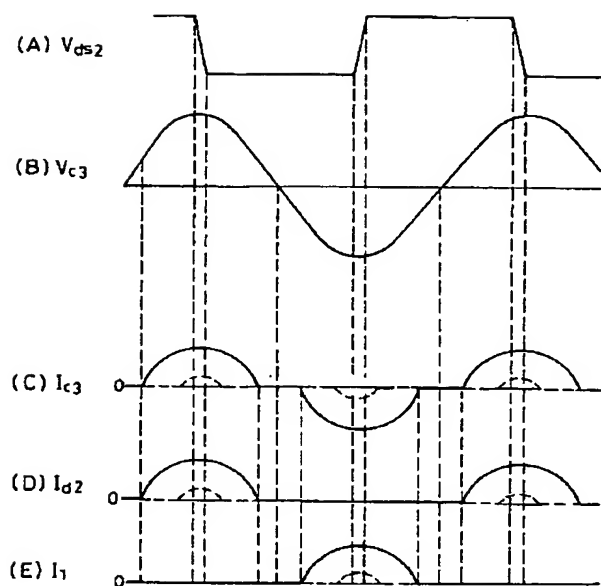




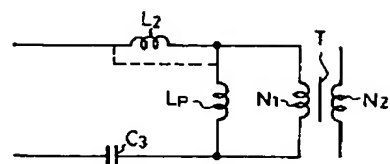




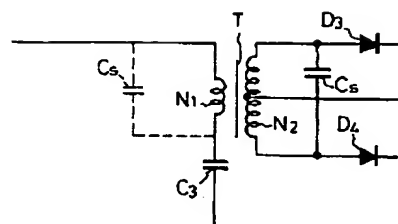
【図 2 0】



【図 2 7】



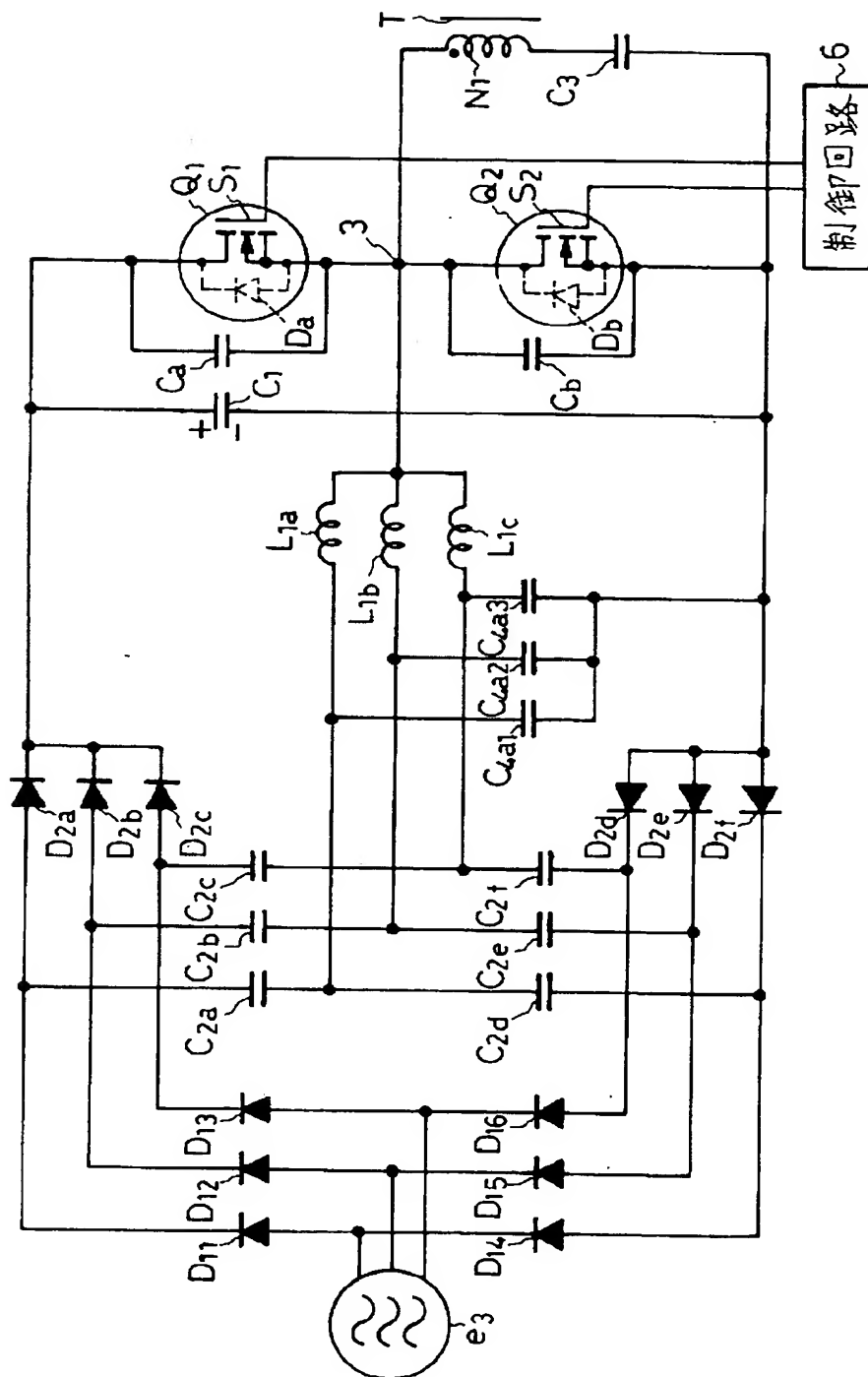
【図 2 8】



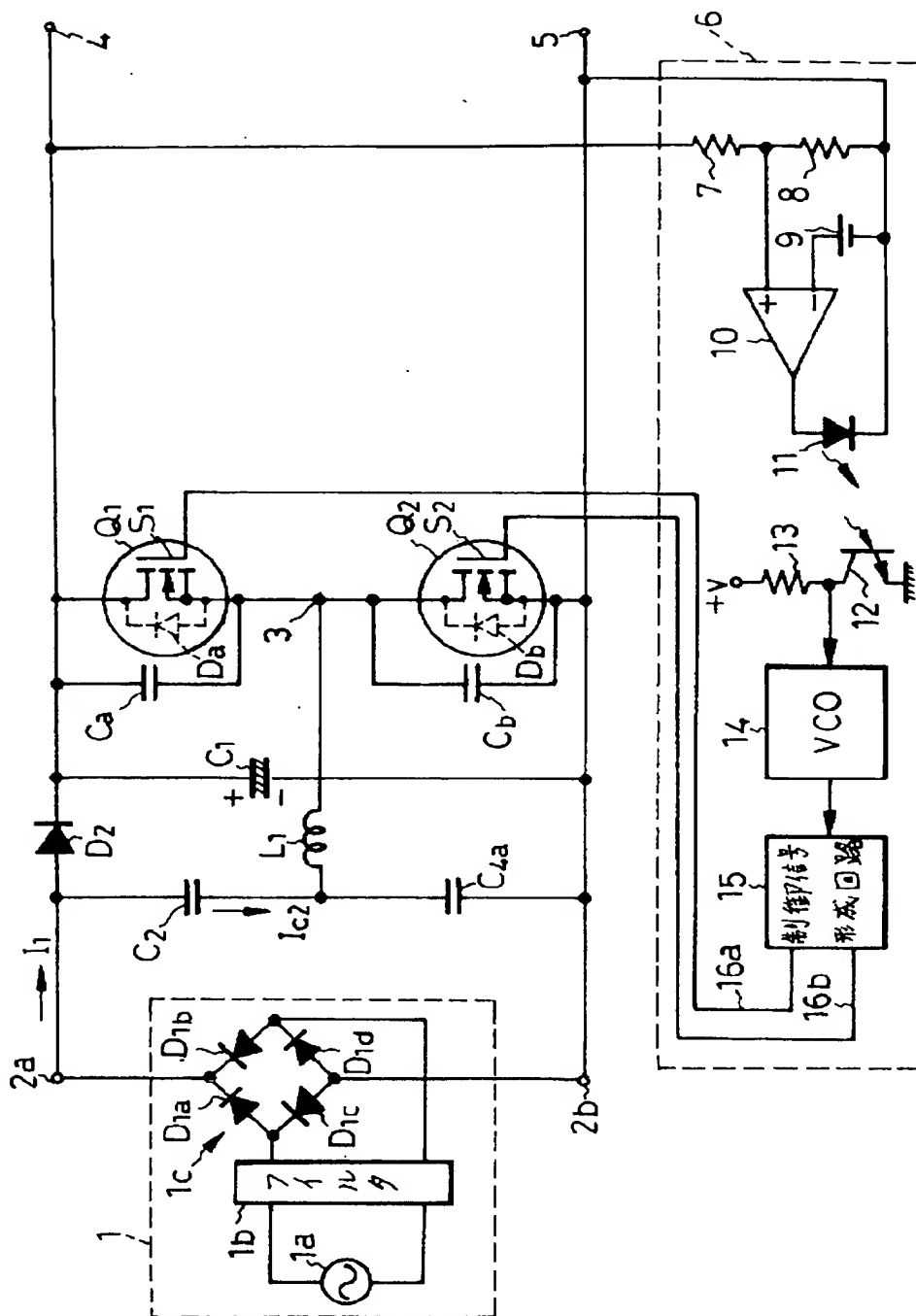




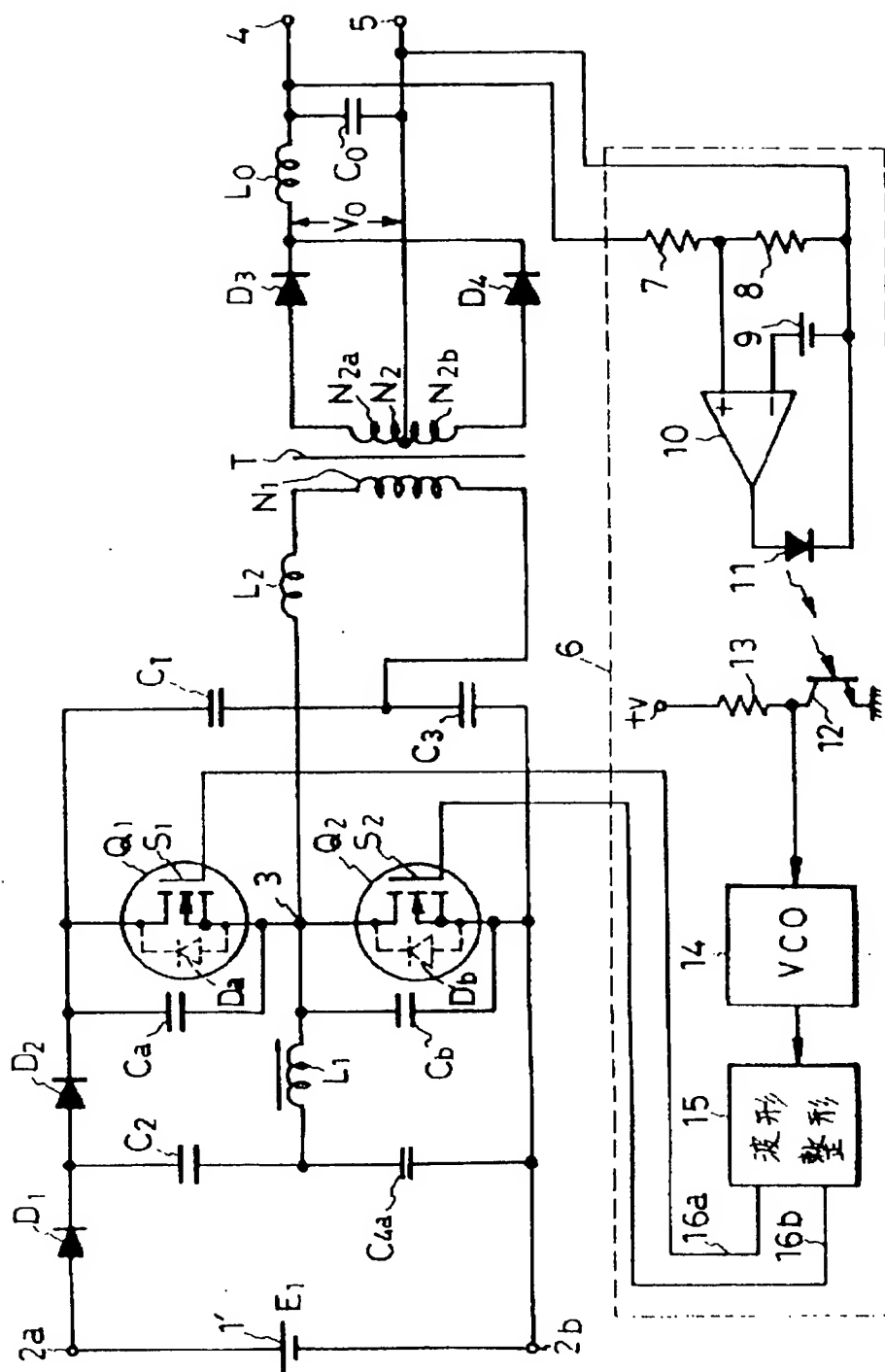
【図 2 3】



【图 2 4】



【図 25】



【図 26】

